





Circuit arrangement for averaging

Patent number: DE3509762
Publication date: 1986-09-25
Inventor: GERRATH KARL-HEINZ DR (DE)
Applicant: BATTELLE INSTITUT E V (DE)
Classification:
 - international: H03K5/153; H03H17/02
 - european: G01R19/22; G06F17/18
Application number: DE19853509762 19850319
Priority number(s): DE19853509762 19850319

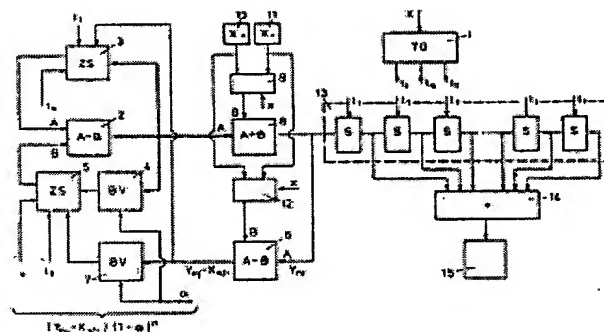
Also published as:

 WO8605594 (A)
 EP0215810 (A1)
 US4789953 (A1)
 EP0215810 (B1)

Abstract not available for DE3509762

Abstract of corresponding document: **US4789953**

PCT No. PCT/EP85/00729 Sec. 371 Date Sep. 4, 1986 Sec. 102(e) Date Sep. 4, 1986 PCT Filed Dec. 20, 1985 PCT Pub. No. WO86/05594 PCT Pub. Date Sep. 25, 1986. For averaging in the case of a signal consisting of rectangular pulses, a circuit arrangement which provides the instrumentability for carrying out moving averaging over specific periods of time which are defined by the intervals between the successive pulse edges of the signal. The amplitude of the pulse sequence is assumed to be constant. Then the arithmetic mean is determined from a specific number of the preceding results of moving averaging.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Docket # S4-02P11627

Applic. # PCT/DE2003/002580

Applicant: MEIER, BERND ET AL.

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

BEST AVAILABLE COPY

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Patentschrift
11 DE 3509762 C2

21 Aktenzeichen: P 35 09 762.0-31
22 Anmeldetag: 19. 3. 85
43 Offenlegungstag: 25. 9. 86
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 20. 4. 89

51 Int. Cl. 4:
H03K 5/153
H 03 H 17/02
H 03 M 1/82
H 03 M 1/00

DE 3509762 C2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:

Battelle-Institut eV, 6000 Frankfurt, DE

72 Erfinder:

Gerrath, Karl-Heinz, Dr., 6103 Griesheim, DE

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 33 42 739 A1
DE 31 21 310 A1

DE-B.: HÖZLER, E., HOLZWARTH, H., Pulstechnik,
Bd.1, 2.Aufl. 1982, Springer-Verlag Berlin,
Heidelberg, New York, S.277-280;

54 Schaltungsanordnung zur Mittelwertbildung

DE 3509762 C2

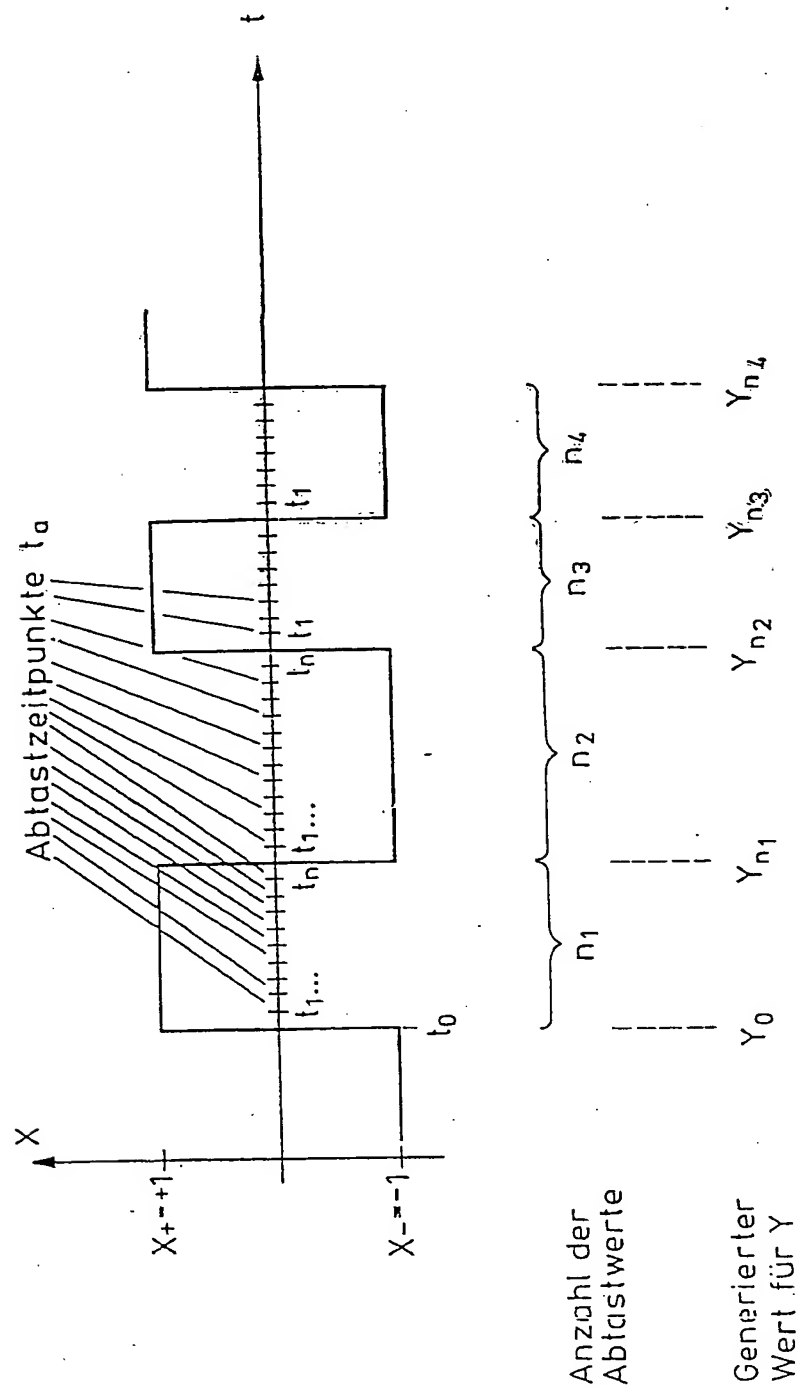


Fig. 1

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zur Mittelwertbildung gemäß dem Oberbegriff des Anspruches 1.

Die zeitliche Mittelwertbildung von aus Rechteckimpulsen bestehenden Signalen kann z. B. durch Integration über mindestens eine Periode des Rechtecksignals erfolgen oder auch über eine Tiefpaßfilterung. Die Integration kann über einen Aufwärts-, Abwärts-Zähler durchgeführt werden. Nachteilig für diese Prozedur ist jedoch die dann notwendige Division durch die Periodendauer, die auch zeitlich relativ aufwendig sein kann.

Bei der Tiefpaßfilterung wird das zeitlich bestimmte Integral durch ein unbestimmtes Integral über den Zeitbereich $-\infty \leq t \leq +\infty$ ersetzt. Entsprechend muß das Eingangsschwingverhalten des Filters berücksichtigt werden, da sonst die Ergebnisse nicht genau sind.

Digitale Tiefpaßfilter stellen zeitlich periodische Netzwerke dar, bei denen sich Durchlaß- und Sperrbereiche miteinander abwechseln. Da ein impulsförmiges Signal Spektralkomponenten über einen sehr weiten Frequenzbereich haben kann, ist eine sehr genaue Abstimmung des Tiefpaßes hinsichtlich Taktfrequenz und Filterverlauf in bezug auf das Signal erforderlich. Der wesentliche Nachteil des Tiefpaßfilters besteht in der hohen zu realisierenden Sperrdämpfung. Diese Probleme führen dazu, daß ein zu großer schaltungsmäßiger Aufwand bewältigt werden muß, um annehmbare Ergebnisse zu erzielen.

Bei einem digitalen Filter (DE 31 21 310 A), bei welchem $N+1$ Abtastwerte eines digitalen Signals zu einer Mittelwertbildung herangezogen werden, wird das digitale Signal um $N+1$ Abtastperioden verzögert und vom unverzögerten Signal subtrahiert. Die Differenzwerte werden akkumuliert. Gegenüber der Mittelwertbildung mit einem $N+1$ -Eingänge aufweisenden Addierer sollen sich Vereinfachungen ergeben. Jedoch stellt das bekannte Filter ein Filter im Frequenzbereich dar, d. h. die Nullstellen liegen bei bestimmten Frequenzen. Somit passt sich das Filter nicht automatisch der Eingangsfrequenz der Impulse an (die Lage der Nullstellen wird durch die Zeitverschiebung τ bestimmt). Es wird durch dieses Verfahren der Aufwand wesentlich erhöht, zumal ein zusätzlicher Dividierer vorgesehen werden muß, mittels der durch die Anzahl des akkumulierten Werte dividiert wird. Bei sich ändernder Periodendauer besteht darüber hinaus das Problem der genauen Bestimmung der Periodendauer durch Auszählen.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein im Vergleich zu bekannten Anordnungen mit geringerem Aufwand realisierbares Filter zu entwickeln, bei dem das Verhältnis zwischen Taktfrequenz und Durchlassbandbreite sehr groß ist und mit dem eine genaue Mittelwertbildung möglich ist.

Diese Aufgabe ist durch die im kennzeichnenden Teil des Anspruches 1 aufgeführten Merkmale gelöst. Es kann das erfindungsgemäße Filter in seiner einfachsten Art durch die Beziehung

$$Y_n = Y_{n-1} (1 - \alpha) + \alpha X_n$$

beschrieben werden. Dabei ist X_n der Eingangswert zum Zeitpunkt t_n , Y_n der generative Ausgangswert zum Zeitpunkt t_n , Y_{n-1} der Ausgangswert zum vorhergehenden Zeitpunkt t_{n-1} und α ein Faktor, der das Einschwingverhalten des Filters bestimmt. Die zusätzliche arithmetische Mittelwertbildung erfolgt erfindungsgemäß über eine Periodendauer oder über ein Vielfaches der Periodendauer. Bei der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung wird der Mittelwert über die Pulsfolge mit einer sehr hohen Genauigkeit bestimmt. Die Mittelwertbildung wird dabei in vorteilhafter Weise dabei unabhängig von der Periodendauer gemacht. Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung ist deshalb so gewählt, daß eine genaue Kenntnis der Periodendauer nicht erforderlich ist. Es lassen sich deshalb in vorteilhafter Weise auch solche Signale verarbeiten, deren Periodendauer ständig schwankt. Ändert sich beispielsweise die Periodendauer fortlaufend, so ist das Auszählen der Signale nicht mehr erforderlich. Deshalb braucht bei fortlaufender Änderung der Periodendauer nicht mehr exakt zwischen den Flanken des Signals gemessen werden. Durch die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung paßt sich die Mittelwertbildung (Tiefpaßverhalten) fortlaufend der Frequenz des Signals an, was zu einer wesentlichen Vereinfachung führt.

Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung gehen aus den Unteransprüchen hervor.

Bei einem aus Rechteckimpulsen bestehenden Signal wird angenommen, daß die Eingangsfunktion nur bestimmte Werte, z. B. $X_+ = +1$ und $X_- = -1$ annimmt (s. Fig. 1). Beträgt zum Zeitpunkt t_0 der Eingangswert $X = X_+$, so ergibt sich nach n -Schritten zum Zeitpunkt t_n für Y_n

$$Y_n = Y_0 (1 - \alpha)^n + X_+ \cdot \alpha \sum_{m=0}^{n-1} (1 - \alpha)^m$$

Hierbei ist Y_0 der Ausgangswert von Y zum Zeitpunkt t_0 .

Diese Formel läßt sich wie folgt ableiten:

$$\begin{aligned} n=1 & Y_1 = Y_0(1-\alpha) + \alpha X_+ \\ n=2 & Y_2 = Y_1(1-\alpha) + \alpha X_+ \\ & = Y_0(1-\alpha)^2 + (\alpha + \alpha(1-\alpha)) \cdot X_+ \\ n=3 & Y_3 = Y_2(1-\alpha) + \alpha \cdot X_+ \\ & = Y_0(1-\alpha)^3 + (\alpha + \alpha(1-\alpha) + \alpha(1-\alpha)^2) \cdot X_+ \end{aligned}$$

$$Y_n = Y_o(1-\alpha)^n + X_+ \cdot \alpha \{1 + (1-\alpha) + \dots + (1-\alpha)^{n-1}\}$$

$$Y_n = Y_o(1-\alpha)^n + X_+ + \alpha \sum_{m=1}^{n-1} (1-\alpha)^m$$

5

Der Anteil

$$\alpha \sum_{m=0}^{n-1} (1-\alpha)^m$$

10

läßt sich mathematisch wie folgt vereinfachen:

15

$$\alpha \sum_{m=0}^{n-1} (1-\alpha)^m = 1 - (1-\alpha)^n$$

20

Diese Beziehung ergibt sich aus der Summenformel für Potenzreihen

$$\sum_{m=0}^n q^m = \frac{1-q^{n+1}}{1-q} \text{ für } q \neq 1$$

25

durch Einsetzen von $q=1-\alpha$.

Beträgt die Anzahl der Abtastwerte während der Zeit, in der X den Wert X_+ annimmt, gerade n_1 , so ist nach n_1 Werten Y_{n_1} erreicht. Danach beginnt ein neuer Zyklus, bei dem jetzt entsprechend der Amplitudenwert $X=X_-$ zu setzen ist.

30

Die Anzahl der Abtastwerte beträgt jetzt $n=n_2$, der Wert für Y am Ende dieses Zyklus ist dann Y_{n_2} . Im folgenden Zyklus wird wiederum $x=X_+$. Die Anzahl der Abtastwerte beträgt $n=n_3$, der Wert für Y am Ende dieses Zyklus ist Y_{n_3} .

Die Beziehungen für Y lassen sich damit beschreiben durch

35

$$\begin{aligned} Y_{n_1} &= X_+ + (Y_o - X_+)(1-\alpha)^{n_1} \\ Y_{n_2} &= X_- + (Y_{n_1} - X_-)(1-\alpha)^{n_2} \\ Y_{n_3} &= X_+ + (Y_{n_2} - X_+)(1-\alpha)^{n_3} \end{aligned}$$

40

usw.

Damit ist die Berechnung der Ausgangswerte des Filters nur noch am Ende eines jeweiligen Zyklus, innerhalb dessen X , also die Amplitude, jeweils konstant bleibt, notwendig.

45

Für ein Eingangssignal mit konstantem Tastverhältnis läßt sich dies wie folgt darstellen:
Im eingeschwungenen Zustand des Filters betragen die jeweiligen Werte mit

$$\begin{aligned} n_1 &= n_3 = n_5 = \dots \\ n_2 &= n_4 = n_6 = \dots \\ Y_o &= Y_{n_2} = Y_{n_4} = \dots \end{aligned}$$

50

$$Y_o = \frac{X_+(1-\alpha)^{n_2}(1-(1-\alpha)^{n_1}) + X_-(1-(1-\alpha)^{n_2})}{1-(1-\alpha)^{n_1} + n_2}$$

55

$$Y_{n_1} = Y_{n_3} = Y_{n_5} = \dots$$

$$Y_{n_1} = \frac{X_-(1-\alpha)^{n_1}(1-(1-\alpha)^{n_2}) + X_+(1-(1-\alpha)^{n_1})}{1-(1-\alpha)^{n_1} + n_2}$$

60

Diese Werte weichen von dem im Idealfall zu erwartenden Sollwert, der sich am Ausgang des Filters einstellen müßte ab. Dieser beträgt:

65

$$Y_o = Y_{n_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \cdot \frac{X_+ - X_-}{2} + \frac{X_+ + X_-}{2}$$

Die Wahl der Parameter $n_1 + n_2$ und α erfolgt so, daß zur Erzielung einer bestimmten zeitlichen Auflösung die Abtastwerte ausreichend dicht hintereinander folgen müssen. Damit ist $n_1 + n_2$ festgelegt, das Verhältnis n_1/n_2 stellt sich in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis des Eingangssignals ein. Aus dem Wert $\alpha (n_1 + n_2)$ bestimmt sich das Einschwingverhalten bzw. Approximationsverhalten des Filters.

5 Hierbei kann α innerhalb eines bestimmten Wertebereichs gewählt werden und braucht nicht, wie dies bei den Koeffizienten von konventionellen Tiefpaßfiltern der Fall ist, nur einen bestimmten Wert anzunehmen.

Die Größe des Wertes $\alpha (n_1 + n_2)$ kann nun so klein gewählt werden, daß der Fehler der sich ergebenden Y_{n_i} -Werte ausreichend klein gegenüber dem im Idealfall zu erwartenden Sollwert ist. Dies entspricht dem beim Tiefpaßfilter angestrebten Verhalten. Hier wird jedoch weiter der arithmetische Mittelwert

$$10 \quad Y_{n_1}' = \frac{Y_0 + Y_{n_1}}{2}, \quad Y_{n_2}' = \frac{Y_{n_1} + Y_{n_2}}{2}$$

15 gebildet. Es ist

$$Y_{n_1}' = Y_{n_2}' = \frac{X_+ + X_-}{2} + \frac{X_+ - X_-}{2} \cdot \frac{((1-\alpha)^{n_2} - (1-\alpha)^{n_1})}{1 - (1-\alpha)^{n_1+n_2}}$$

20 Die Abweichung dieses Wertes gegenüber dem Idealwert ist nun erheblich geringer als die Abweichungen der Werte Y_0 bzw. Y_{n_1} .

Das erfindungsgemäße Filter läßt sich schaltungsmäßig wesentlich einfacher und mit einem geringeren Aufwand realisieren, als dies bei Tiefpaßfilterung üblicher Art für eine Mittelwertbildung beim Vorliegen von 25 Signalen genannter Art möglich wäre. Zur gleitenden und arithmetischen Mittelwertbildung sind im wesentlichen lediglich Subtrahierer und Addierer notwendig.

Die Erfindung wird anhand der schematischen Zeichnung näher erläutert. Es zeigt

Fig. 1 die Abtastzeitpunkte des erfindungsgemäßen digitalen Filters für das Eingangssignal;

Fig. 2 eine bevorzugte Ausführungsform für die schaltungsmäßige Realisierung des Filters und

30 Fig. 3 das Verhalten des erfindungsgemäßen Filters.

In Fig. 1 wird die Impulsfolge des Eingangssignals X über die Zeit t dargestellt. Diese Eingangsfunktion kann nur bestimmte Werte, z. B. $X_+ = +1$ und $X_- = -1$ annehmen. t_1 bis t_n sind die Abtastzeitpunkte zwischen zwei Flanken; sie werden nach Vorliegen einer Flanke erneut gestaltet. n_1 bis n_n stellen die Anzahl der Abtastwerte dar und dementsprechend werden generative Anfangs- bzw. Endwerte $Y_0, Y_{n_1}, Y_{n_2}, \dots$ usw. erhalten. Dabei ist Y_0 35 der Anfangswert von Y zum Zeitpunkt t_0 und z. B. Y_{n_1} der Wert zum Zeitpunkt t_{n_1} .

Fig. 2 zeigt eine mögliche Schaltungsanordnung zur Realisierung des erfindungsgemäßen Filters. Der Taktgenerator 1 erzeugt ein periodisches Abtastsignal t_a derart, daß jeweils eine bestimmte Anzahl von Impulsen innerhalb einer Periodendauer des Eingangssignals anfällt. Die Anzahl der Abtastsignale t_a bestimmt im Zusammenhang mit dem Faktor α das Einschwingverhalten des Filters und die Genauigkeit, mit der das Endsignal 40 approximiert wird. Beim jeweils ersten Abtastsignal innerhalb eines Zyklus von X , d. h. wenn X von X_- nach X_+ bzw. von X_+ nach X_- wechselt, wird das Abtastsignal t_1 erzeugt, wie es in Fig. 1 gezeigt ist. Mit dem Impuls t_1 wird die Anordnung zur Ermittlung von

$$45 \quad (Y_{n_i-1} - X_{+/-}) \cdot (1-\alpha)^n$$

gestartet.

Der Faktor α wird als eine Potenz von $1/2$ gewählt, so daß bei binärer Darstellung des Endsignals die Multiplikation mit α durch Bit-Verschiebung um k bit erfolgen kann. Die Multiplikation einer binären Zahl mit 50 $(1-\alpha)$ kann damit durch Subtraktion des um k bit verschobenen Wertes vom ursprünglichen Wert erfolgen. Das Ausgangssignal des Subtrahierers 2 wird hierzu über den Zwischenspeicher 3 direkt und über den Bit-Verschieber 4 und den Zwischenspeicher 5 um k bit verschoben bei jedem Abtastimpuls t_a an die beiden Eingänge des Subtrahierers 2 zurückgeführt, so daß nach jedem Abtastimpuls t_a am Ausgang des Subtrahierers 2 der mit $(1-\alpha)$ multiplizierte vorhergehende Wert anliegt. Zu Beginn eines jeden Zyklus, d. h. bei t_1 , wird der am Ausgang 55 des Subtrahierers 6 anliegende Wert

$$(Y_{n_i-1} - X_+) \text{ bzw. } (Y_{n_i-1} - X_-)$$

60 in den Zwischenspeicher 3 bzw. über Bit-Verschieber 7 um k bit verschoben in den Zwischenspeicher 5 geladen. Im Addierer 8 wird zu

$$(Y_{n_i-1} - X_+) (1-\alpha)^n \text{ bzw.}$$

$$65 \quad (Y_{n_i-1} - X_-) (1-\alpha)^n$$

der Wert X_+ bzw. X_- addiert. Über eine Umschalteneinrichtung (Umschalter) 9 werden, je nach Zustand des

Signal X , aus den Speichern 10 bzw. 11 die Werte für X_+ bzw. X_- entnommen und dem Addierer 8 zugeführt. Am Ausgang von 8 steht damit am Ende eines jeden Zyklus der Wert Y_{ni} zur Verfügung.

Im Subtrahierer 6 wird hiervon der Wert X_- bzw. X_+ subtrahiert. Je nach Zustand von X wird über den Umschalter 12 der entsprechende Wert aus den Speichern 10 oder 11 entnommen. Am Ausgang des Subtrahierers 6 steht somit der Anfangswert von $(Y_{ni} - X_+)$ bzw. $(Y_{ni} - X_-)$ für den nächsten Zyklus zur Verfügung.

Andere Schaltungsanordnungen, die den gleichen mathematischen Algorithmus bewirken, sind denkbar, z. B. Vertauschen der Reihenfolge von 4 und 5 bzw. 7 und 5, Zusammenfassen der Speicher 3 und 4. Mehrfachnutzung der Addierer bzw. Subtrahierer 2, 6 und 8.

Die Ausgangswerte des Addierers 8 werden bei Beginn eines neuen Zyklus in die erste Speicherzelle eines Schieberegisters 13 eingelesen, die zuvor eingelesenen Werte werden dabei jeweils um eine Speicherzelle weitergeschoben. Die Anzahl der Speicherzellen des Schieberegisters 13 entspricht der Anzahl der Signalwechsel von X , d. h. von X_+ nach X_- bzw. von X_- nach X_+ , innerhalb einer Periodendauer des Eingangssignals X oder ist ein ganzzahliges Vielfaches hiervon. Die Ausgangswerte der einzelnen Speicherzellen werden zur Bildung des arithmetischen Mittelwertes einem Addierer 14 zugeführt, an dessen Ausgang eine Dividierstufe 15 vorgesehen sein kann.

In Fig. 3 ist für einen bestimmten Verlauf von X der Verlauf von Y_{ni} bzw. Y gezeigt. Y_{Soll} bezeichnet den Sollwert des Mittelwertes von X . Die Werte von Y_{ni} , die sich jeweils nach Abschluß eines Zyklus ergeben, sind durch ein Kreuz gekennzeichnet. Sie weichen vom Sollwert um einen bestimmten Betrag ab. Die Werte von Y am Ausgang des Addierers 14, die sich ebenfalls jeweils nach Abschluß eines Zyklus ergeben, sind durch Kreise gekennzeichnet. Sie weichen nur noch um einen sehr geringen Betrag vom Sollwert ab.

Der Vorteil dieses Filters gegenüber einem konventionellen digitalen Tiefpaßfilter liegt darin, daß bei üblichen Tiefpaßfiltern zur Erzielung gleicher Filtereigenschaften ein sehr hoher Filtergrad realisiert werden muß, die bei jenen Filtern notwendigen Multiplikationsstufen entfallen.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Mittelwertbildung bei einem aus rechteckförmigen Impulsen bestehenden Eingangssignal mit einem hohen Pegel (X_+), der der Signalpegel bei Anliegen eines Impulses ist, und einem niedrigen Pegel (X_-), der der Signalpegel während der Impulslücken ist, auf der Basis eines zeit- und wertdiskreten Filters, mit einem Takgenerator (1), mit dem entsprechend einer Abtastrate fortlaufend Taktimpulse (t_s) erzeugt werden und daß mindestens ein Multiplizierer (7, 4) in einem Zweig eines Subtrahierers (2) vorgeschaltet ist, der zwei Signale voneinander subtrahiert und ein Ausgangssignal erzeugt, sowie einen Addierer (8), der zwei Signale addiert und ein Ausgangssignal erzeugt, sowie mit mindestens einem Zwischenspeicher (3, 5), dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des ersten Subtrahierers (2) über einen ersten Zwischenspeicher (3), der dieses Ausgangssignal um einen Takt (t_s) des Taktgenerators (1) verzögert, an den einen Eingang des Subtrahierers geführt wird und über einen ersten Multiplizierer (4), der das Ausgangssignal des ersten Subtrahierers (2) mit einem Faktor multipliziert, und einem Zwischenspeicher (5), der das Ausgangssignal des Multiplizierers (4) um einen Takt (t_s) des Taktgenerators (1) verzögert, und an den anderen Eingang des Subtrahierers (2) geführt wird, in dem dieses Signal vom Ausgangssignal des ersten Zwischenspeichers (3) subtrahiert wird, und daß das Ausgangssignal des ersten Subtrahierers (2) an den einen Eingang des Addierers (8) geführt wird, und daß zu dem anderen Eingang des Addierers (8) in Abhängigkeit vom Eingangssignal (X) unterschiedlich große Signalwerte aus einem ersten und einem zweiten zusätzlichen Speicher (10, 11) geführt werden, wobei mit einer Umschalteneinrichtung (9) der erste Signalwert nur dann weitergeleitet wird, wenn beim Eingangssignal der hohe Pegel (X_+) vorliegt und der zweite Signalwert zugeführt wird, wenn beim Eingangssignal der niedrige Pegel (X_-) vorliegt, und daß ein zweiter Subtrahierer (6) vorgesehen ist, an dessen einen Eingang das Ausgangssignal des Addierers (8) geführt wird und an dessen anderen Eingang in Abhängigkeit vom Eingangssignal (X) das jeweils andere Signal aus den zusätzlichen Speichern (10, 11) geführt wird, wobei mit der Umschalteneinrichtung (12) der zweite Signalwert nur dann weitergeführt wird, wenn beim Eingangssignal der hohe Pegel (X_+) vorliegt und der erste Signalwert zugeführt wird, wenn beim Eingangssignal der niedrige Pegel (X_-) vorliegt, wobei das Ausgangssignal (B) der zweiten Umschalteneinrichtung (12) vom Ausgangssignal des Addierers (8) subtrahiert wird, und daß das Ausgangssignal des zweiten Subtrahierers (6) zu dem ersten Zwischenspeicher (3) geführt wird und über einen zweiten Multiplizierer (7) zu dem zweiten Zwischenspeicher (5) geführt wird, wobei der Taktdgenerator (1) zusätzlich bei jeder Flanke des Eingangssignals (X) einen Synchronimpuls (t_i) generiert, und daß beim Anliegen des Synchronimpulses in den zweiten Speicher (3) das Ausgangssignal des zweiten Subtrahierers (6) anstelle des Ausgangssignals des ersten Subtrahierers (2) und in den zweiten Zwischenspeicher (5) das Ausgangssignal des zweiten Multiplizierers (7) anstelle des Ausgangssignals des ersten Multiplizierers (4) übernommen werden, wobei das an dem Ausgang des Addierers (8) anliegende Signal ein Maß für den gleitenden Mittelwert des Eingangssignals darstellt.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das am Ausgang des Addierers (8) anliegende Signal bei jedem Synchronimpuls (t_i) in die erste Speicherzelle eines Schieberegisters (13) eingespeichert wird, wobei die Anzahl der Speicherzellen der Anzahl der Flanken der Impulsfolge innerhalb deren Periodendauer oder einem Vielfachen davon entspricht und daß in einem Addierer (14) die Signalwerte der Einzelspeicher addiert werden und die Summe gegebenenfalls anschließend durch die Anzahl der Speicherzellen dividiert wird.

3. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzielung eines optimalen Einschwingverhaltens die Abtastrate des Taktgenerators (1) und der Faktor der Multiplikation in den Multiplizierern (4, 7) einander angepaßt werden.

PS 35 09 762

4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Multiplikation in den Multiplizierern (4, 7) durch Bit-Verschiebung durchgeführt wird.

Hierzu 3 Blatt Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

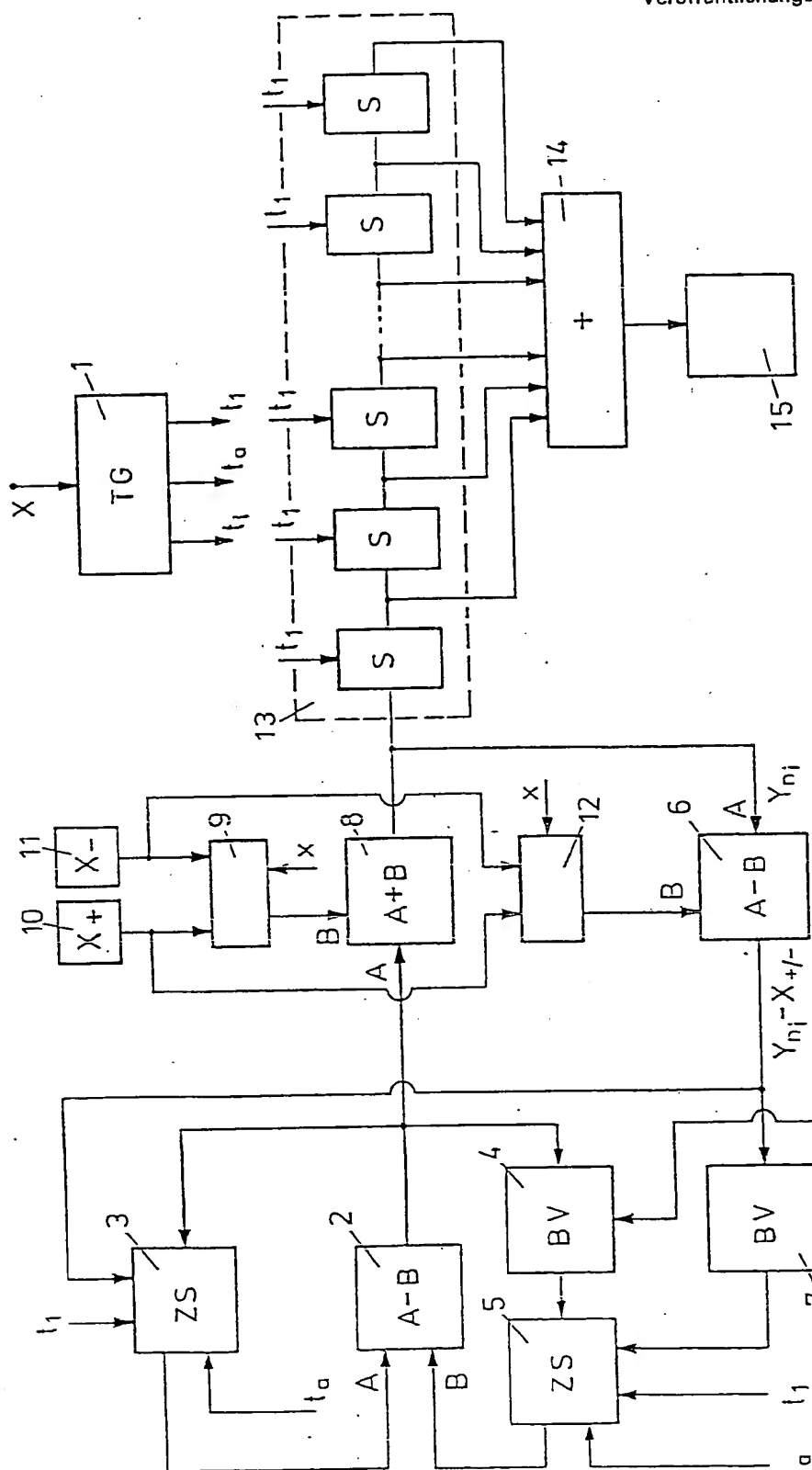
45

50

55

60

65



$$(Y_{n_i} - X_{+/-}) (1 - \alpha)^n$$

THIS PAGE BLANK (USPTO)

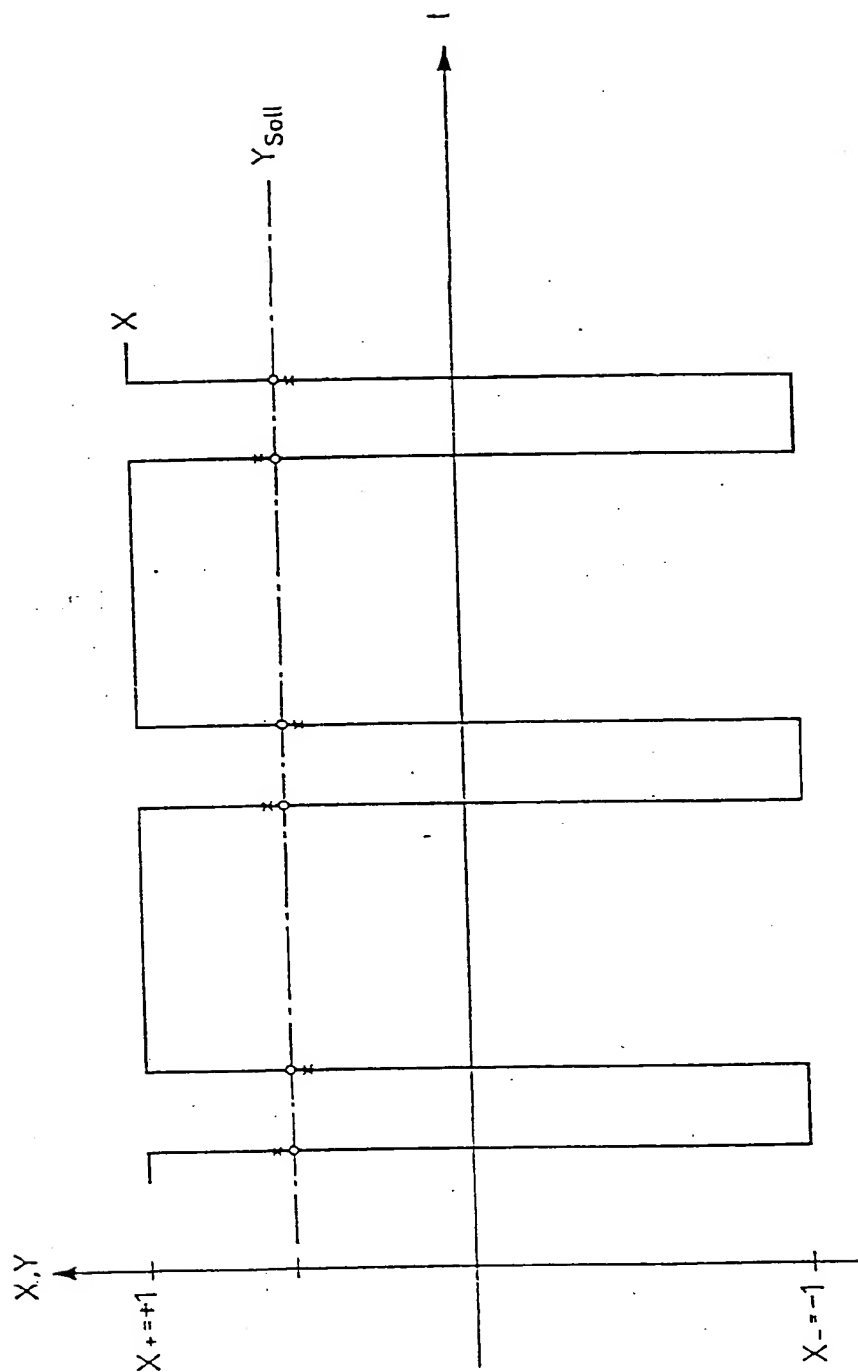


Fig. 3